

DE4244608

Patent number: DE4244608
Publication date: 1994-07-07
Inventor: LISSEL ERNST DIPL ING (DE); ROHLING HERMAN
PROF DR (DE); PLAGGE WILFRIED DIPL ING (DE)
Applicant: VOLKSWAGENWERK AG (DE)
Classification:
- international: **G01S7/03; G01S13/28; G01S13/34; G01S13/58;**
G01S13/93; G01S7/288; G01S13/72; G01S7/03;
G01S13/00; G01S7/285; (IPC1-7): G01S13/42;
G01S7/35; G01S13/93
- european: **G01S7/03D; G01S13/28C1; G01S13/34; G01S13/58F1;**
G01S13/93C
Application number: DE19924244608 19921231
Priority number(s): DE19924244608 19921231

Also published as:

WO9416340 (A
EP0677172 (A1
EP0677172 (B1

Report a data error he

Abstract not available for DE4244608

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Patentschrift
10 DE 42 44 608 C 2

61 Int. Cl.⁵:
G 01 S 13/42
G 01 S 7/35
G 01 S 13/93

21 Aktenzeichen: P 42 44 608.2-35
22 Anmeldetag: 31. 12. 92
43 Offenlegungstag: 7. 7. 94
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 6. 3. 97

DE 42 44 608 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:
Volkswagen AG, 38440 Wolfsburg, DE

72 Erfinder:
Lissel, Ernst, Dipl.-Ing., 38442 Wolfsburg, DE;
Rohling, Herman, Prof. Dr., 38304 Wolfenbüttel, DE;
Plagge, Wilfried, Dipl.-Ing., 38312 Ohrum, DE

66 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

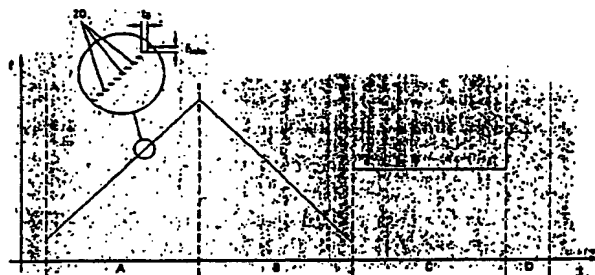
DE	24 10 500 B2
DE	23 05 941 B2
GB	22 49 448 A
US	44 50 444
US	43 75 641

SKOLNIK, M.I.: Introduction to Radar Systems New
York: McGraw-Hill, 1962, S.88;

ELTERICH, A.: Vergleich unterschiedlicher mehr-
zielfähiger Radarverfahren zur Bestimmung von
Geschwindigkeit und Entfernung im Nahbereich. In:
Deutsche Bundespost Telekom Forschungs- Institut,
Kleinheubacher Berichte, Bd.35, 1992, S.731-740
ISSN 0343-5725

54 Mittels eines Computers durchgeführtes Radarverfahren zur Messung von Abständen und
Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und vor ihm befindlichen Hindernissen

57 Mittels eines Computers durchgeführtes Radarverfahren
zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten
zwischen einem Fahrzeug und vor diesem befindlichen
Hindernissen, mit Aussendung mittels eines Oszillators
erzeugter kontinuierlicher Sendesignale, während des Aus-
sendens der kontinuierlichen Sendesignale gleichzeitigem
Empfangen an den Hindernissen reflektierter Signale, Mi-
schen der reflektierten Signale mit den kontinuierlichen
Sendesignalen zur Gewinnung von Inphase- und Quadratur-
signalen und Verarbeitung dieser Signale zu Ausgangssigna-
len für die Abstände und Relativgeschwindigkeiten der
Hindernisse dadurch gekennzeichnet, daß die kontinuierli-
chen Sendesignale in frequenzkonstante Stufen zeitlich
konstanter Länge ohne zeitlichen Abstand zueinander zer-
legt sind und daß während jeder frequenzkonstanten Stufe
des reflektierten empfangenen Signals ein komplexer Ab-
tastwert erfaßt und mit dem Sendesignal der gleichen
frequenzkonstanten Stufe gemischt wird.



DE 42 44 608 C 2

BEST AVAILABLE COPY

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein mittels eines Computers durchgeführtes Radarverfahren gemäß dem Oberbegriff des Hauptanspruchs.

Die Radartechnik hat zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten bislang primär im Luftverkehr Anwendung gefunden. Dort geht es um die Erfassung eines Abstandsbereichs zwischen einigen hundert Metern bis zu vielen Kilometern. Demgegenüber erfordern die besonderen Verhältnisse im Straßenverkehr die Erfassung eines Abstandsbereichs von weniger als einem Meter bis zu über hundert Metern. Darüber hinaus müssen entsprechende fahrzeugautarke Abstandswarn- und Sicherheitsanlagen angesichts der üblicherweise gegenüber Luftverkehrsstrecken unübersichtlichen und komplizierten Straßenszenen relativ viele Hindernisse gleichzeitig mit möglichst vielen charakterisierenden Daten erfassen können. Grundsätzlich ist die Erfassung von drei Daten, nämlich Abstand zwischen Fahrzeug und Hindernis, Relativgeschwindigkeit zwischen Fahrzeug und Hindernis (mittels des Doppler-Effekts) und Amplitude des am Hindernis reflektierten Sendesignals zur Gewinnung einer Aussage über die Größe des Hindernisses erwünscht.

Aus der deutschen Auslegeschrift DE 23 05 941 B2 ist ein Fahrzeughindernissradar zur Messung von Entfernung und relativer Geschwindigkeit von Hindernissen bekannt, dessen Sender schnell wechselnd frequenzmodulierte und unmodulierte Dauerstrichsignale über einen Zirkulator von einer Antenne abstrahlt.

Die von den Hindernissen reflektierten Signale werden in zwei Mischern mit den Sendesignalen gemischt. Die Mischer liefern den Cosinus und den Sinus der Schwebungsfrequenz. Diese Signale gelangen zur Erfassung der relativen Geschwindigkeit zwischen Kraftfahrzeug und Hindernis auf eine Geschwindigkeitsmeßeinrichtung. Eines der Signale wird für die Entfernungsmessung zum Hindernis verwendet.

In "Kleinheubacher Berichte" 1991, Band 35, S. 731 bis 740 sind weitere Dauerstrichradarverfahren beschrieben, die eine gleichzeitige Abstands und Relativgeschwindigkeitsmessung und die Erfassung mehrerer Hindernisse gestatten. Jedoch ist ein Serieneinsatz eines solchen Radarverfahrens als fahrzeugautarkes Verfahren aus wirtschaftlichen Gesichtspunkten nicht möglich, da durch hohe Frequenzsteigungen hohe Differenzfrequenzen entstehen und die zu verarbeitende Bandbreite (im hohen MHz-Bereich) für kommerzielle Signalprozessoren zu groß ist.

Des weiteren ist aus der Patentanmeldung GB 2 249 448 A ein Radarsystem bekannt, bei dem die gesendete Trägerwelle in eine Mehrzahl von Stufen unterschiedlicher Frequenzen unterteilt ist, wobei die Dauer der Stufen in Abhängigkeit der Entfernung des zu detektierenden Hindernisses gewählt wird. Die Frequenzstufe des reflektierten Empfangssignals wird danach zur Gewinnung von Inphase- und Quadratursignalen mit der darauf folgenden Frequenzstufe des Sendesignals gemischt. Im weiteren werden diese Signale derart verarbeitet, daß der Abstand zu dem das Sendesignal reflektierenden Hindernis ermittelt werden kann.

Der Erfindung liegt demgemäß die Aufgabe zugrunde, ein Radarverfahren zu schaffen, das für mehrere Hindernisse gleichzeitig die Abstände, die Relativgeschwindigkeiten und die Amplitude des reflektierten Signals als Maß für die Größe der Hindernisse unter Einsatz kommerzieller Signalprozessoren zu erfassen gestattet und damit einen Serieneinsatz im Kraftfahrzeug ermöglicht.

Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte Aus- und Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen dargestellt.

Das erfindungsgemäße Verfahren beinhaltet neue Modulationsschritte. Die Besonderheit der Modulation besteht darin, daß die kontinuierlichen Sendesignale in frequenzkonstante Stufen zeitlich konstanter Länge ohne zeitlichen Abstand zueinander zerlegt sind. Die zeitliche Länge einer solchen Stufe beträgt zweckmäßigerweise etwa 20 µs; nach Ablauf dieser Zeit sind sämtliche am Hindernis reflektierten Signale detektiert, d. h. das empfangene Signal der betreffenden Sendesignalstufe befindet sich im eingeschwungenen Zustand. Während jeder frequenzkonstanten Stufe des reflektierten empfangenen Signals wird ein komplexer Abtastwert erfaßt, der die eingeschwungene Phase des Reflexionslaufzeitprofils enthält. Bei einer Stufenlänge von 20 µs entspräche dies einer Abtastfrequenz von 50 kHz, die in vorteilhafter Weise also relativ niedrig ist.

Nach einer Ausbildung der Erfindung sind bei der Verarbeitung der empfangenen reflektierten Signale insgesamt vier Verfahrensschritte oder Messungen vorgesehen. Dabei dienen die drei ersten Messungen der Erfassung der Hindernisse, gegeben durch die Zahl der Sendesignal-Stufen und die Zahl der Abstands- und Relativgeschwindigkeits-Fenster, während in der vierten Messung aus den in den drei ersten Messungen ermittelten potentiellen Hindernissen die — bei der Auswertung entstandenen — Geister- oder Scheinhindernisse ausgesondert werden, so daß anschließend nur die Daten für tatsächlich existierende Hindernisse weiter verarbeitet werden.

Für den Vergleich werden nach einer Weiterbildung der Erfindung die Schnittpunkte zu einer Folge mit abnehmenden Reflexionsamplituden geordnet. Danach wird die konjugiert komplexe Phase des amplitudengrößten Schnittpunktes mit den vierten Empfangssignalen korreliert und die Schnittpunkte, deren so gewonnener Korrelationswert unter einem vorgegebenen Wert liegt, werden als Geisterhindernisse ausgeschlossen. Dagegen wird iterativ jeweils nach Ermittlung eines Schnittpunktes mit hohem Korrelationswert auf das zugehörige fiktive vierte Empfangssignal rückgeschlossen und dieses von den Empfangssignalen der vierten Messung subtrahiert.

Die weiteren Unteransprüche beschreiben Kalibrierverfahren, die mit besonderem Vorteil im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens angewendet werden können.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird im folgenden anhand der Zeichnung erläutert. In dieser zeigen:

Fig. 1 den grundsätzlichen, an sich bekannten Aufbau einer Radarvorrichtung, wie sie auch für das erfindungsgemäße Verfahren Einsatz finden kann,

Fig. 2 ein Frequenz-Zeit-Diagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 3 das Frequenz-Zeit-Diagramm zur Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung eines Hindernisses,

Fig. 4 ein Geschwindigkeits-Abstands-Diagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 5 eine erfindungsgemäße Mittelwertbildung der reflektierten Signale,

Fig. 6, ein Schema für die Gesamtkalibrierung,

Fig. 7 bis 11 die Wirkung der Kalibrierung auf die Signalverläufe und

Fig. 12, 13 und 14 Ortsdiagramme ohne und mit Phasenfehler bzw. nach Korrektur desselben.

Betrachtet man zunächst das Blockschaltbild nach Fig. 1, so gliedert sich die Vorrichtung in den Hochfrequenz- oder Mikrowellenteil H und den Signalverarbeitungsteil S. Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO), der in üblicher Weise ein kontinuierliches Mikrowellensignal (continuous wave) erzeugt dessen Frequenz beispielsweise mittels einer Varactordiode über mehrere 100 MHz proportional zu einer Steuer-Modulationsspannung $f(t)$ verändert werden kann, dient bei dem erfindungsgemäßen Verfahren zur Erzeugung jeweils frequenzkonstanter, ohne zeitlichen Abstand zueinander folgender Sendesignal-Stufen zeitlich konstanter Länge, die über den Koppler 2 und den Zirkulator 3, dessen Arbeitsrichtung durch den Pfeil angedeutet ist, zur Sende- und Empfangsantenne 4 gelangen. Mit 5 ist ein auf der Fahrbahn vor dem mit dieser Vorrichtung ausgerüsteten Fahrzeug befindliches Hindernis bezeichnet. Die Wege der Sendesignal-Stufen und der reflektierten empfangenen Signale sind durch Pfeile angedeutet.

Der Zirkulator 3 trennt die Sendesignale von den empfangenen reflektierten Signalen, so daß nur die reflektierten Signale zu dem in der Figur rechten Eingang des Quadraturmischers 6 gelangen, während seinem in der Figur linken Eingang durch den Koppler 2 ausgekoppelte Sendesignale zugeführt werden. Der Mischer 6 bildet die Differenzfrequenz zwischen Sende- und Empfangssignal als Inphasesignal I und Quadraturphasesignal Q, die beide zunächst in analoger Form vorliegen, d. h. als sinusförmige Zeitsignale. In den Anlag-Digital-Wandlern 7 und 8 erfolgt eine Umsetzung in Digitalsignale y_n , die dem — in seiner Arbeitsweise noch zu beschreibenden — digitalen Signalprozessor 9 zugeführt werden, an dessen Ausgängen 10, 11 und 12 dann Signale für den jeweiligen Abstand, die Relativgeschwindigkeit und die Amplitude, d. h. die Hindernisgröße, abgegriffen werden können.

Der Signalprozessor 9, dem der Taktgeber 13 zugeordnet ist, dient seinerseits über den Codegenerator 14 zur Erzeugung der Steuerspannung $f(t)$ für den Oszillator 1.

Bei der folgenden Beschreibung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird als Beispiel die Forderung angenommen, ein Abstandsbereich von 128 Metern solle mit einer Auflösung von einem Meter erfaßt werden. Ebenso ist eine Unterteilung des zu erfassenden Relativgeschwindigkeits-Bereichs in 128 Fenster angenommen. Damit ergibt sich also an sich die Notwendigkeit der Abarbeitung von 128×128 Fenstern, was nicht nur zu einem kaum vertretbaren Rechenaufwand führen würde, sondern auch zu einer relativ langen Rechenzeit, jedenfalls oberhalb 10 msec. Aus diesem Grunde sieht das erfindungsgemäße Verfahren gemäß Fig. 2, in der die Sendefrequenz f über der Zeit t aufgetragen ist, drei Messungen A, B, und C vor, in denen die Hindernisse erfaßt werden, sowie eine anschließende vierte Messung D, die der Aussortierung von dabei erzeugten Scheinhindernissen dient.

Wie bereits ausgeführt, arbeitet das erfindungsgemäße Verfahren mit Erzeugung jeweils frequenzkonstanter Stufen zeitlich konstanter Länge, in welche die Sendesignale zerlegt sind, und welche in den Messungen A, B und C Verwendung finden. In Fig. 2 ist vergrößert eine Folge derartiger Stufen 20 dargestellt, deren Dauer t_B in dem angenommenen Beispiel 20 μsec beträgt und die in diesem Beispiel Frequenzinkremente $f_{\text{Inkr.}}$ von 1 MHz definieren. Wie ebenfalls bereits erläutert, ermöglicht die Verwendung derartiger Sendesignale-Stufen 20 eine Auswertung der reflektierten Signale bei eingeschwungener Phase.

Alle vier Messungen A, B, C und D erfolgen sequentiell, d. h. in der Vorrichtung nach Fig. 1 erfolgt zunächst für alle 128 Stufen 20 die Messung A, dann entsprechend Messung B, und so fort. Während Messung A wird der Oszillator 1 durch eine entsprechende Steuerspannung $f(t)$ so angesteuert, daß er, ausgehend von einer Mindestfrequenz von in diesem Beispiel 77 GHz, eine linear inkremental auf einen Maximalwert von in diesem Beispiel 77, 128 GHz ansteigende Folge von Stufen 20 erzeugt. Während Messung B erzeugt der Oszillator 1 dagegen, nunmehr ausgehend von der Maximalfrequenz, eine lineare Folge von Stufen mit entgegengesetzter Steigung, so daß schließlich wieder die Frequenz von 77 GHz erreicht wird. Demgegenüber erfolgt während Messung C die Aussendung von 128 Stufen, die alle dieselbe Frequenz besitzen.

Die während der ersten drei Messungen A, B und C empfangenen reflektierten Signale werden jeweils mit einem Blackman-Cosinusfenster gewichtet und in eine Fouriertransformation (FFT) eingegeben. Wie im einzelnen in "Introduction to Radar Systems" von M. I. Skolnik, 1962, Seite 88, dargelegt, ermöglichen die beiden ersten Messungen A und B für ein Hindernis, das sich durch eine hohe Reflexionsintensität hervorhebt, die gleichzeitige Messung von Abstand und Relativgeschwindigkeit. In Fig. 3 sind in einem Frequenz (f)-Zeit (t)-Diagramm die Verläufe 30 der Sendesignale und 31 der empfangenen reflektierten Signale wiedergegeben. Mit L ist die Echolaufzeit, mit $\Delta f_{\text{Doppler}}$ die Dopplerfrequenz bezeichnet. Daraus sowie aus den Frequenzdifferenzen Δf_{up} und Δf_{down} ergeben sich für die Relativgeschwindigkeit und den Abstand bzw. die Entfernung die Beziehungen

$$\Delta f_{\text{Doppler}} = (\Delta f_{\text{down}} - \Delta f_{\text{up}})/2$$

$$\Delta f_{\text{Entf}} = (\Delta f_{\text{down}} + \Delta f_{\text{up}})/2$$

Messung C trägt nun der Tatsache Rechnung, daß die Messungen A und B für mehr als ein Hindernis infolge Mehrdeutigkeit der mathematischen Beziehungen nicht brauchbar sind.

Jede nach den drei Messungen A, B und C mit den dabei empfangenen reflektierten Signalen ausgeführte Fouriertransformation liefert in dem angenommenen Beispiel 128 "Spektralwerte". Dabei sind an den Ausgangszellen der Fouriertransformation auftretende herausragende Maxima durch Reflexionen von Hindernissen begründet. Bezüglich der ersten und zweiten Messung gelten die oben im Zusammenhang mit Fig. 3 angegebenen Beziehungen; in Messung C sind die durch die Maxima angezeigten Frequenzen gleich den Dopplerfrequen-

zen der Hindernisse.

In einem Geschwindigkeits-Entfernungs-Diagramm (Fig. 4) werden die in den drei Messungen A, B und C ermittelten Frequenzen durch Scharen sich schneidender Geraden gekennzeichnet, die jeweils potentielle Hindernispositionen darstellen. Die Geraden 40 und 41 beziehen sich auf die erste Messung A, die Geraden 42 und 43 auf die zweite Messung B und die Geraden 44, 45 und 46 auf die dritte Messung C. Nach Verknüpfung der Meßergebnisse der ersten drei Messungen kommen als potentielle Hindernisse nur noch die Schnittpunkte der Geraden 40 bis 46 in Frage. Dabei kann es sich um tatsächliche Hindernisse 47, 48 und 49 oder aber um ein Geister-Hindernis 50 handeln, das durch die Verknüpfung hervorgerufen wurde. Die drei ersten Messungen A, B und C liefern demgemäß Daten für eine definierte, gegenüber der Zahl der ursprünglichen Inkremente verringerte Anzahl potentieller Hindernisse, und mittels der vierten Messung D muß nun eine Möglichkeit zum Aussortieren der Geisterhindernisse geschaffen werden.

Im Prinzip geschieht dies dadurch, daß die durch die Messungen A, B und C als Schnittpunkte ermittelten potentiellen Hindernisse mittels einer definierten Frequenzmodulation oder Frequenzcodierung daraufhin überprüft werden, ob es sich um tatsächliche Hindernisse oder Geisterhindernisse handelt. Dabei werden mittels des Oszillators 1 zeitlich aufeinanderfolgende Stufen mit Frequenzen f_n gemäß der Beziehung

$$f_n = f_T + f_{\text{Inkr.}} \cdot (A^n \bmod(P))$$

mit

$n = 0 \dots N - 1$, worin $N = P - 1$ und $P = \text{Primzahl}$,

$A = \text{natürliche Zahl}$, die für die jeweilige Länge N so gewählt ist, daß N unterschiedliche Koeffizienten entstehen;

$f_T = \text{Trägerfrequenz des Oszillators}$,

$f_{\text{Inkr.}} = \text{Frequenzinkrement}$

$\bmod = \text{Modulo-Operator}$

erzeugt, und während jeder — jeweils einem der Koeffizienten $(A^n \bmod(P))$ zugeordneten — reflektierten Stufe wird als viertes Empfangssignal ein komplexer Abtastwert

$$y_n = \sum_i k_i \cdot e^{j\varphi_{i;n}}$$

mit $i = \text{Zahl der Hindernisse}$,

$$\varphi_{i;n} = 2\pi f_{\text{Inkr.}} \cdot \frac{R_i}{c} (A^n \bmod(P)) + 2\pi n \frac{v_i f_T}{f_A} =$$

eingeschwungener Phasenwert des Hindernisses i ,

$c = \text{Lichtgeschwindigkeit}$,

$R_i = \text{Entfernung des Zieles Hindernisses } i$;

$v_i = \text{Relativgeschwindigkeit des Hindernisses } i$,

$f_T = \text{Trägerfrequenz des Oszillators}$,

$f_A = \text{Abtastfrequenz}$,

$k_i = \text{Amplitude}$

berechnet.

Anschließend erfolgt ein Vergleich der den Hindernissen in der vierten Messung zugeordneten Phasen $\varphi_{i;n}$ mit den Phasen der Schnittpunkte 47, 48, 49 und 50 im Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm der Fig. 4.

Zur Erleichterung des Verständnisses wird für die Frequenzcodierung f_n folgendes Zahlenbeispiel angenommen:

$$P = 37; N = P - 1 = 36; A = 5;$$

$$f_T = 77 \text{ GHz}; f_{\text{Inkr.}} = 1 \text{ MHz}$$

Die einzelnen Koeffizienten $(A^n \bmod(P))$ lauten dann:

1; 5; 25; 14; 33; 17; 11; 18; 16; 6; 30; 2; 10; 13; 28; 29; 34; 22; 36; 32; 12; 23; 4; 20; 26; 19; 21; 31; 7; 35; 27; 24; 9; 8; 3; 15.

Diese Koeffizienten decken alle natürlichen Zahlen zwischen 1 und 36 ab und sind alle verschieden voneinander. Multipliziert mit dem Frequenzsprung-Inkrement, hier 1 MHz, ergeben sie den in Fig. 2 im Bereich D dargestellten Modulationsverlauf: Für jeden Koeffizienten erhält man eine frequenzkonstante Stufe und während jeder Stufe einen Empfangsabtastwert in Form von in Fig. 1 mit I und Q bezeichneten Signalen. In Abweichung von den in den ersten drei Messungen A, B und C erhaltenen Stufen bilden die in der vierten Messung D erhaltenen Stufen jedoch keine lineare Stufenfolge.

Die definierte Folge der Koeffizienten $(A^n \bmod(P))$ hat nun besondere mathematische Eigenschaften, die wesentliche Voraussetzungen für die Anwendung im Radarsystem bilden:

1. Multipliziert man die Folge mit einer beliebigen ganzen Zahl, ausgenommen 0, und bringt die Ergebnisfolge durch Modulorechnung wieder in den Bereich $1 \dots N$, so ergibt sich eine zyklisch verschobene Version der Folge. Betrachtet man das obige Beispiel, so entsteht, wenn die dort angegebene Folge mit der Zahl 2 multipliziert und anschließend durch $\text{mod}(37)$ in den Bereich $1 \dots 36$ gebracht wird, die Folge 2; 10; 13; 28; 29; ... die eine zyklisch verschobene Version der ursprünglichen Folge ist.

2. Subtrahiert man von der Koeffizientenfolge eine zyklisch verschobene Version dieser Folge und bringt das Ergebnis durch Modulorechnung wieder in den Bereich $1 \dots N$, so entsteht eine andere zyklisch verschobene Version der Folge. Im Beispiel: Von der Folge 1; 5; 25; 14; 33; ... wird die Folge 2; 10; 13; 28; 29; ... subtrahiert. Dadurch entsteht die zyklisch verschobene Version 36; 32; 12; 23; 4; ...

Wie bereits aus dem oben angegebenen Bildungsgesetz für das Empfangssignal y_n der vierten Messung D ersichtlich, setzt sich dieses Empfangssignal aus der Überlagerung mehrerer Reflexions-Vorgänge an Hindernissen zusammen, die mit unterschiedlichen Reflexionsamplituden k_i gewichtet empfangen werden und die jeweils die eingeschwungenen Phasenwerte $\varphi_{i;n}$ über der diskreten Zeitachse n enthalten. Setzt man in die Beziehung für $\varphi_{i;n}$ die Werte des obigen Zahlenbeispiels ein und nimmt eine Abtastfrequenz von 50 kHz an, so ergibt sich

$$\varphi_{i;n} = \frac{2\pi}{37} \cdot \frac{R_i}{4 \text{ Meter}} \cdot (5^n \text{mod}(37)) + 2\pi n \cdot \frac{v_i [\text{km/h}]}{360 \frac{\text{km}}{\text{h}}}$$

Der erste, entfernungs- oder abstandsbedingte Summand erzeugt somit in der komplexen Ebene verteilte Phasen. Da der Abstand als Multiplikator in diese Phasen eingeht und durch die zyklische Periodizität der Phase bezüglich 360 Grad ein Modulo-Effekt erzeugt wird, entsteht gemäß der oben unter 1. definierten Voraussetzung je nach Abstand eine zyklisch verschobene Version der Phasenfolge.

Die mittels der ersten drei Messungen A, B und C gewonnenen potentiellen Hindernisse werden nun zu einer Folge mit abnehmenden Reflexionsamplituden k_i geordnet und zwecks Aussortierung der Geisterhindernisse mit einem zu dem angenommenen Abstands-Geschwindigkeits-Vektor passenden Korrelator multipliziert; anschließend werden die Produkte addiert:

Zunächst wird der Korrelationswert W für das Hindernis mit der größten Reflexionsamplitude errechnet:

$$W = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j\varphi_{i;n}}$$

mit $i = 0$ (amplitudenstärkstes Ziel).

Gemäß dieser Korrelationsbeziehung wird also mit dem Empfangssignal y_n der vierten Messung D eine konjugiert komplexe Folge multipliziert, die zu dem potentiellen Hindernis mit der stärksten Reflexionsamplitude paßt. Das bedeutet, daß die entsprechende Phasenfolge subtrahiert wird. Nur bei einem tatsächlichen Hindernis entsteht ein hoher Korrelationswert W , da nur dann die Empfangsphasenfolge y_n durch die Korrelation zu einer phasenkonstanten Folge rückgängig gemacht wird. Bei einem Geisterhindernis liegt im Empfangssignal y_n keine derartige Phasenfolge vor, und die Wichtung mit der Korrelation erzeugt wegen weiterer potentieller Hindernisse zyklisch verschobene Versionen der Phasenfolge gemäß der oben unter 2. angegebenen mathematischen Eigenschaft. Die Summe solcher phasengestreuter Vektoren, d. h. der zugehörige Korrelationswert W , ist niedrig, so daß Scheinhindernisse als solche erkannt und aussortiert werden können.

In dem Diagramm nach Fig. 4 wird also der Schnittpunkt 50 aussortiert, und die verbleibenden Schnittpunkte 47, 48 und 49 werden als realen Hindernissen zugeordnet weiterbehandelt. Dies geschieht in der Weise, daß iterativ jeweils nach Ermittlung eines Schnittpunktes mit hohem Korrelationswert W , also hier der Schnittpunkte 47, 48 und 49, auf das zugehörige fiktive vierte Empfangssignal $\frac{W}{N} e^{j\varphi_{i;n}}$ rückgeschlossen und dieses von dem Empfangssignal y_n der vierten Messung subtrahiert wird:

$$y_{n \text{ neu}} = y_n - \frac{W}{N} e^{j\varphi_{i;n}}$$

für allen $n = 0 \dots N - 1$.

Diese Differenz enthält also nur noch die reflektierten Signale von dem zweitgrößten Ziel an abwärts. Dieses Vorgehen wird, wie gesagt, iterativ wiederholt, so daß anhand dieses neuen Empfangssignals $y_{n \text{ neu}}$ wiederum eine Korrelationsüberprüfung für das nunmehr größte (also insgesamt zweitgrößte) Ziel durchgeführt wird; diese Vorgehensweise wiederholt sich entsprechend.

Schlagwortartig kann man also sagen, daß für reale Hindernisse die dem zugehörigen Schnittpunkt in dem Diagramm nach Fig. 4 zugeordnete Phase des Empfangssignals nach Art einer umgekehrten Fouriertransforma-

tion berechnet und mit dem Ergebnis aus der vierten Messung D verglichen wird. Da komplexe Werte vorliegen, erfolgt diese Überprüfung nach einer Korrelationsfunktion; die Korrelationswerte haben nur dann beispielsweise das Ergebnis 36, wenn ein echtes Hindernis vorliegt.

Nach der beschriebenen iterativen Überprüfung aller aus den Messungen A, B und C ermittelten potentiellen Hindernisse stehen nach der vierten Messung D die tatsächlichen Hindernisse mit hoher Detektionssicherheit zur Verfügung; die Fehlalarmraten bezüglich Scheinhindernissen sind extrem gering.

Grundsätzlich wäre es möglich, allein mit dem vierten Verfahrensschritt D Abstände und Relativgeschwindigkeiten auch bei Vorhandensein von mehreren Hindernissen zu bestimmen. Bei einer hinreichend großen Auflösung würde sich jedoch eine derart lange Rechenzeit ergeben, daß eine Realtime-Anwendung des Verfahrens nicht möglich wäre. Aus diesem Grunde wird durch die ersten drei Verfahrensschritte A, B und C eine Vorauswahl der potentiellen Hindernisse getroffen, und auf die so reduzierte Zahl der vierte Verfahrensschritt D angewendet. Das Ergebnis ist ein Verfahren, das mit Rechnern üblicher Kapazität auskommt und eine sichere Detektierung von Hindernissen mit geringer Auswertzeit garantiert.

Zur weiteren Erhöhung der Genauigkeit kann das im folgenden beschriebene Kalibrierverfahren Einsatz finden. Da nämlich der Quadraturmischer 6 zur Erzeugung eines komplexen Signals I, Q zwei Mischer enthält, kann dieses Signal im wesentlichen durch zwei Effekte verfälscht sein, nämlich einen durch ein Übersprechsignal bedingten "Offsetfehler" und durch einen "Quadraturkomponentenfehler".

Im folgenden werden die Entstehung und die Kompensation des Offsetfehlers beschrieben: Die Amplitude des in den Quadraturmischer 6 eingespeisten Sendesignals und damit die Ansprechempfindlichkeit seiner Mischerdioden hängt von der jeweiligen Frequenz, eingestellt durch die Steuerspannung $f(t)$, ab, so daß auch das Sendesignal direkt am Ausgang des Quadraturmischers 6 anliegt.

Dieses "Übersprechsignal" ist im Vergleich zum eigentlichen empfangenen Signal (also dem reflektierten Signal) extrem stark, so daß die zu detektierenden Ziele oder Hindernisse gleichsam verdeckt werden. Der Pegelunterschied zwischen beiden Signalarten kann dabei je nach Größe und Entfernung der Ziele 40 ... 100 dB betragen. Das "Übersprechsignal" wird hier als "Offsetfehler" bezeichnet, da es bei einer bestimmten Frequenz als weitgehend stationärer Offset des Ausgangssignals an einer Mischerdiode auftritt.

Der Schwankungsbereich des definierten Offsets umfaßt nur einen geringen Amplitudenbereich; zudem besitzen die Schwankungen eine große Zeitkonstante (einige Minuten), während das dem Offset überlagerte empfangene Signal bei einer betrachteten Frequenz von Messung zu Messung einen stochastischen Charakter hat. Daher kann der Offsetfehler durch Mittelwertbildung einer großen Anzahl von reflektierten Signalen bei jeweils derselben Frequenz sehr genau bestimmt werden. Dieser Vorgang vollzieht sich vorteilhafterweise im laufenden Betrieb des Radarsystems. Ist der Offsetfehler hinreichend bekannt, kann er für jede Frequenz korrigiert werden, indem er einfach vom Mischer-Ausgangssignal I, Q subtrahiert wird.

Die Mittelwertbildung der empfangenen reflektierten Signale einer bestimmten Frequenz erfolgt vorteilhafterweise nicht durch das arithmetische Mittel, sondern durch eine exponentiell abklingende Vergangenheitsbewertung $w(t)$, die in Fig. 5 über der Zeit t dargestellt ist (der Abszissenwert t_1 bedeutet mehrere Minuten). Der durch eine solche Vergangenheitsbewertung berechnete Mittelwert besitzt gegenüber dem arithmetischen Mittel im wesentlichen drei Vorteile: Zum einen kann der empfangene Mittelwert einer Fehlerdrift schnell folgen, da neue empfangene reflektierte Signale stärker gewichtet werden als alte. Zum zweiten zeichnet sich der Mittelwert durch eine geringe Streuung aus, da insgesamt viele Signale zum Durchschnitt beitragen. Zum dritten ist eine solche Vergangenheitsbewertung einfach zu realisieren; der zuletzt berechnete Mittelwert bei einer bestimmten Frequenz f wird zum Zeitpunkt des Wiederkehrens dieser Frequenz f durch eine einfache rekursive Vorschrift erneuert. Diese Vorschrift wird im folgenden erläutert.

Der aktuelle mittlere Offsetwert $\text{Re}_{\text{neu}}(f)$, $\text{Im}_{\text{neu}}(f)$ (Re = Realteil, Im = Imaginärteil) bei der Frequenz f errechnet sich zu einem großen Anteil aus dem letzten mittleren Offsetwert $\text{Re}_{\text{alt}}(f)$, $\text{Im}_{\text{alt}}(f)$ bei derselben Frequenz, addiert zu einem kleinen Anteil des neuen Abtastwertes $\text{Re}_{\text{neu}}(f)$, $\text{Im}_{\text{neu}}(f)$:

$$\text{Re}_{\text{neu}}(f) = (1 - Z) \cdot \text{Re}_{\text{alt}}(f) + Z \cdot \text{Re}_{\text{neu}}(f);$$

$$\text{Im}_{\text{neu}}(f) = (1 - Z) \cdot \text{Im}_{\text{alt}}(f) + Z \cdot \text{Im}_{\text{neu}}(f);$$

$$Z \ll 1.$$

In Fig. 6 ist ein Schema für die Gesamtkalibrierung dargestellt. Dabei sind die Real- und Imaginäranteile für eine Frequenz f angegeben. Im linken Teil dieser Figur ist die Offsetkorrektur 0 des aus den Mischerdioden ankommenden Signals durch Subtraktion der mittleren Offsetwerte symbolisiert.

Die Fig. 7 bis 11 zeigen die Wirkung dieser Kalibrierung: Fig. 7 zeigt nochmals den zeitlichen Frequenzverlauf in den Messungen A bis D der Fig. 2. Von einem unbewegten Hindernis in beispielsweise 4 m Abstand liefert der Quadraturmischer 6 (s. Fig. 1) ohne Kalibrierung die Signalverläufe gemäß den Fig. 8 und 9, dagegen mit dem beschriebenen Kalibrierverfahren gemäß den Fig. 10 und 11.

Die Aktualisierung der mittleren Offsetwerte durch die rekursive Berechnungsvorschrift kann immer dann erfolgen, wenn ein bestimmter Frequenzwert (Stufe) wiederkehrt. Die Dauer der Wiederkehr ist allerdings in der gewählten Modulationscharakteristik nach Fig. 2 unterschiedlich. Daher wird als Aktualisierungsperiode T_{AK} die gesamte Meßzeit für die vier Einzelmessungen A—D (s. Fig. 2) für die Auswertung eines Radarbildes

gewählt, damit alle Frequenzen unter gleichen Bedingungen behandelt werden. Die Konstante Z muß entsprechend der gewünschten Zeitkonstante $\tau_{\text{kor}}.$ für die exponentiell abklingende Vergangenheitsbewertung gewählt werden:

$$Z = \frac{T_{Ak}}{\tau_{\text{kor}}.}$$

Beträgt beispielsweise die Gesamtmeßdauer der Radarauswertung 10 ms, so ergibt sich bei einer Rekursionszeitkonstanten von $\tau_{\text{kor}} = 10$ s der Wert $Z = 0.001$; d. h., der aktuelle mittlere Offsetfehler berechnet sich zu 99,9% aus dem alten mittleren Offsetfehler addiert zu 0,1% des aktuellen Empfangssignals.

Der Quadraturkomponentenfehler des Quadraturmischers 6 ist durch eine Amplituden- und eine Phasenfehlerkomponente charakterisiert.

Betrachtet man zunächst den Amplitudenfehler, so ist er durch unterschiedliche Ansprechempfindlichkeiten der Mischerdioden des Quadraturmischers 6 bei gleicher HF-Zuführleistung charakterisiert. Zur Korrektur des Amplitudenfehlers ist das Verhältnis $B(f)$ von Bedeutung, das den Quotienten aus den Betragsmittelwerten von Realteil und Imaginärteil nach Offsetkorrektur darstellt. Da die Größe $B(f)$ frequenzabhängig ist, wird sie wie bei der Offsetkorrektur für jede Frequenz im laufenden Empfangsbetrieb des Radarsystems bestimmt:

$$B(f) = \frac{|\text{Re}(f)|}{|\text{Im}(f)|}$$

Beide Betragsmittelwerte

$$|\text{Re}(f)|, |\text{Im}(f)|$$

(Mittelwerte der Beträge) werden durch die oben erläuterte Methode der exponentiell abklingenden Vergangenheitsbewertung errechnet.

Zur Korrektur des Amplitudenfehlers wird der ermittelte Faktor $B(f)$ mit dem Imaginärteil $\text{Im}(f)$ multipliziert (siehe Fig. 6).

Nachdem der Amplitudenfehler der Quadraturkomponenten korrigiert wurde, verbleibt der Phasenfehler. Er gibt die Abweichung von dem Phasenwert 90° der beiden in die Mischer einzuspeisenden Signale an. Zur Auswirkung eines solchen Phasenfehlers soll die Darstellung in Fig. 12 betrachtet werden:

In Fig. 12 sind jeweils ca. 10 000 Abtastwerte eines als Beispiel angenommenen empfangenen Signals in Ortsdiagramme eingetragen. Dabei wurde immer nur Abtastwerte bezüglich einer bestimmten wiederkehrenden Frequenz gewählt. Unter der Voraussetzung, daß die Zielsituation nicht derart stationär ist, daß Abstände sich um weniger als einen Bruchteil einer HF-Wellenlänge (ca. 4 mm) innerhalb einiger Minuten verändern, weist eine größere Anzahl von empfangenen Signalen immer einen stochastischen Charakter auf. Im Ortsdiagramm macht sich der stochastische Charakter in Form einer zweidimensionalen gaußschen Wolke bemerkbar; d. h. ein beliebiger Querschnitt einer solchen Wolke durch den Koordinatenursprung hindurch erzeugt eindimensional gesehen eine gaußsche Verteilungsdichtefunktion.

Das Diagramm nach Fig. 12 zeigt eine konzentrische "Wolke", wie sie ohne Phasen- und Amplitudenfehler am Ausgang des Quadraturmischers 6 aussieht. Das Diagramm nach Bild 13 enthält das Ergebnis bei einem fehlerhaften Quadraturmischer. Man erkennt nach einer Langzeitbeobachtung die elliptische Ausprägung der Wolke mit zunächst beliebiger Richtungsachse, da hier Amplituden- und Phasenfehler vorliegen. Nach der oben beschriebenen Amplitudenkorrektur verbleiben die Phasenfehler; die elliptische Ausprägung liegt jetzt nur noch in 45-Grad-Richtung vor (s. Fig. 14).

Da die Richtungsachse der Ellipse definitiv in 45-Grad-Richtung liegt, werden zur Beseitigung dieses Phasenfehlers sämtliche Empfangswerte um 45 Grad gedreht, so daß die elliptische Richtungsachse jetzt in 90-Grad-Richtung vorliegt. Diese Drehung erfolgt, wie in Fig. 6 dargestellt, durch kreuzweise Addition bzw. Subtraktion der Quadraturkomponenten. Dabei wird zwar die Amplitude der Signale zusätzlich um $\sqrt{2}$ erhöht, aber diese Amplitudenveränderung wirkt sich nicht störend aus, sondern geht nur als Normierungskonstante in die Verarbeitung ein.

Nach der 45°-Drehung der Ellipse kann das Längen-Seiten-Verhältnis durch den Quotienten $\psi(f)$, welcher sich aus der Division des Betragsmittelwertes des Realteils durch den Betragsmittelwert des Imaginärteils ergibt, bestimmt werden. Dies aber entspricht derselben Vorgehensweise wie bei der Amplitudenkorrektur, da die Phasenfehler der Quadraturkomponenten durch die 45-Grad-Drehung zu Amplitudenfehlern geworden sind. Auch die Korrektur des Phasenfehlers erfolgt daher entsprechend der Amplitudenkorrektur durch Multiplikation des Imaginärteils mit dem Faktor $\psi(f)$ (s. Fig. 6).

In Bild 6 sind alle Korrekturmaßnahmen des aus für die aus den A/D-Wandlern 7 und 8 kommenden Signals y_n bis zum endgültigen, fast idealen Empfangssignal $\text{Re}_{\text{kor}}(f)$, $\text{Im}_{\text{kor}}(f)$ dargestellt. Es entsteht die Frage, ob und inwieweit sich die einzelnen Korrekturmaßnahmen gegenseitig beeinflussen oder sogar zu "Regelschwingungen" führen.

Die Amplitudenkorrektur und die Phasenkorrektur der Quadraturkomponenten beeinflussen sich gegenseitig nicht, da sie zueinander orthogonal sind.

Die Offsetkorrektur und die Korrektur der Quadraturkomponenten können sich aber gegenseitig stören, weil z. B. ein noch nicht ausgeglichener Offsetfehler zu einer Verfälschung in der Amplitudenkorrektur führen kann. Daher wird die Zeitkonstante τ_{kor} bei der Offsetkorrektur etwa um den Faktor 10 niedriger ausgelegt als bei der Korrektur der Quadraturkomponentenfehler.

Patentansprüche

1. Mittels eines Computers durchgeführtes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und vor diesem befindlichen Hindernissen, mit Aussendung mittels eines Oszillators erzeugter kontinuierlicher Sendesignale, während des Aussendens der kontinuierlichen Sendesignale gleichzeitigem Empfangen an den Hindernissen reflektierter Signale, Mischen der reflektierten Signale mit den kontinuierlichen Sendesignalen zur Gewinnung von Inphase- und Quadratursignalen und Verarbeitung dieser Signale zu Ausgangssignalen für die Abstände und Relativgeschwindigkeiten der Hindernisse dadurch gekennzeichnet, daß die kontinuierlichen Sendesignale in frequenzkonstante Stufen zeitlich konstanter Länge ohne zeitlichen Abstand zueinander zerlegt sind und daß während jeder frequenzkonstanten Stufe des reflektierten empfangenen Signals ein komplexer Abtastwert erfaßt und mit dem Sendesignal der gleichen frequenzkonstanten Stufe gemischt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Länge der frequenzkonstanten Stufen im Bereich von 20 μs liegt.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß während einer ersten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung frequenzkonstanter, zeitlich ohne Abstand aufeinanderfolgender Stufen mit in dieser Folge von einem Minimal- auf einen Maximalwert linear stufenförmig ansteigender Frequenz und mit durch die gewünschte Auflösung gegebener Anzahl angesteuert wird, daß danach während einer zweiten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung entsprechender frequenzkonstanter Stufen mit von dem Maximalwert auf den Minimalwert linear stufenförmig abfallender Frequenz angesteuert wird, wobei in beiden Messungen während jeder frequenzkonstanten Stufe des empfangenen reflektierten Signals ein komplexer Abtastwert erfaßt und durch Mischen mit dem Sendesignal der gleichen frequenzkonstanten Stufe erste bzw. zweite Inphase- und Quadraturphasesignale (erste bzw. zweite Empfangssignale) für die Abstände und die Relativgeschwindigkeiten gewonnen werden, daß danach während einer dritten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung entsprechender, jedoch frequenzgleicher, frequenzkonstanter Stufen angesteuert wird und auch hier während jeder Stufe des empfangenen, reflektierten Signals ein komplexer Abtastwert zur Gewinnung dritter Inphase- und Quadraturphasesignale (dritte Empfangssignale) für die Relativgeschwindigkeiten durch Mischen mit dem Sendesignal der gleichen frequenzkonstanten Stufe erfaßt wird, daß alle Empfangssignale mittels Fourier-Transformation in relativgeschwindigkeits- und abstandsabhängige Frequenzwerte umgewandelt werden, die in einem Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm drei Scharen sich schneidender Geraden darstellen, deren Schnittpunkte potentielle Hindernisse wiedergeben, daß ferner zur durch Korrelation von Abtastwerten erfolgenden Eliminierung von Geisterhindernissen während einer vierten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung zeitlich aufeinanderfolgender Stufen mit Frequenzen f_n gemäß der Beziehung

$$f_n = f_T + f_{\text{Inkr.}}(A^n \bmod(P))$$

mit

$n = 0 \dots N - 1$, worin $N = P - 1$ und $P = \text{Primzahl}$,

$A = \text{natürliche Zahl}$, die für die jeweilige Länge N so gewählt ist, daß N unterschiedliche Koeffizienten entstehen,

$f_T = \text{Trägerfrequenz des Oszillators}$,

$f_{\text{Inkr.}} = \text{Frequenzinkrement}$,

angesteuert wird, ferner während jeder — jeweils einem der Koeffizienten $(A^n \bmod(P))$ zugeordneten — reflektierten Stufe als viertes Empfangssignal ein komplexer Abtastwert

$$y_n = \sum_i k_i \cdot e^{j\varphi_i; n}$$

mit

$i = \text{Zahl der Hindernisse}$,

$$\varphi_{i; n} = 2\pi f_{\text{Inkr.}} \cdot \frac{R_i}{c} (A^n \bmod(P)) + 2\pi n \cdot \frac{v_i}{\frac{c}{2} f_A} T = \text{eingeschwungener Phasenwert des Hindernisses } i,$$

c = Lichtgeschwindigkeit,
 R_i = Entfernung des Hindernisses i ;
 v_i = Relativgeschwindigkeit des Hindernisses i ,
 f_T = Trägerfrequenz,
 f_A = Abtastfrequenz,
 k_i = Amplitude

erfaßt wird und ein Vergleich der den Hindernissen in der vierten Messung zugeordneten Abtastwerte in Form von Phasen ($\varphi_{i;n}$) mit den Phasen vorliegenden Abtastwerten der Schnittpunkte im Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm erfolgt.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß für den Vergleich die Schnittpunkte zu einer Folge mit abnehmenden Reflexionsamplituden (k_i) geordnet werden, die konjugiert komplexe Phase des amplitudengrößten Schnittpunktes mit den vierten Empfangssignalen (y_n) gemäß der Funktion

$$W = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j\varphi_{i;n}}$$

korreliert wird, Schnittpunkte, deren so gewonnener Korrelationswert (W) unter einem vorgegebenen Wert liegt, als Geisterhindernisse aussortiert werden, dagegen iterativ jeweils nach Ermittlung eines Schnittpunktes mit hohem Korrelationswert (W) auf das zugehörige fiktive vierte Empfangssignal $\frac{W}{N} \cdot e^{j\varphi_{i;n}}$ rückgeschlossen und dieses von den Empfangssignalen (y_n) der vierten Messung subtrahiert wird.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Eliminierung von in den Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) enthaltenen Sendesignalen ("Übersprechsignal") zunächst durch Mittelwertbildung aus empfangenen reflektierten Signalen bei allen durch die Steuerspannung ($f(t)$) des Oszillators (1) gegebenen Frequenzen desselben das Übersprechsignal ermittelt und dann von den Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) subtrahiert wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß eine gleitende Mittelwertbildung mit zeitlich exponentiell abklingender Vergangenheitsbewertung ($w(t)$) erfolgt.

7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, daß aktualisierte neue Übersprechsignale ($Re_{neu}(f)$, $Im_{neu}(f)$) bei einer vorgegebenen Frequenz rekursiv aus einem durch Mittelwertbildung ermittelten vorangegangenen Übersprechsignal ($Re_{alt}(f)$, $Im_{alt}(f)$) und einem Anteil eines neuen Übersprechsignals ($Re_{neu}(f)$, $Im_{neu}(f)$) ermittelt werden.

8. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4 und einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Ermittlung der Übersprechsignale bei jedem Burst mit der vorgegebenen Frequenz erfolgt.

9. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4 und den Ansprüche 7 und 8, dadurch gekennzeichnet, daß als Aktualisierungsperiode die für die vier Messungen (A, B, C, D) erforderliche Meßzeit gewählt ist.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß zur Korrektur eines Quadraturkomponentenfehlers in den durch Mischen gewonnenen Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) zunächst ein Amplitudenfehleranteil dieses Fehlers durch eine Mittelwertbildung der Beträge dieser beiden Signale (I, Q) — ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers — und danach ein Phasenfehleranteil des Quadraturfehlers durch Phasendrehung von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) beseitigt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß eine gleitende Mittelwertbildung mit zeitlich exponentiell abklingender Vergangenheitsbewertung ($w(t)$) erfolgt.

12. Verfahren nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß aktualisierte neue Betragswerte bei einer vorgegebenen Frequenz rekursiv aus durch Mittelwertbildung ermittelten Betragswerten und einem Anteil des Betrages eines neuen Inphase- und Quadraturphasesignals (I, Q) — ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers — ermittelt werden.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Quotient aus den Betragsmittelwerten von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) mit dem Quadraturphasesignal (Q) — ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers — multipliziert wird.

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß zur Beseitigung des Phasenfehleranteils eine Phasendrehung um 45° durch kreuzweise Addition bzw. Subtraktion zwischen den Inphase- und Quadraturphasesignalen erfolgt, an die sich eine Multiplikation des Quadraturphasesignals (Q) mit dem Quotienten aus den Betragsmittelwerten von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) anschließt.

15. Verfahren nach den Ansprüchen 5 bis 14 mit Eliminierung des Übersprechsignals und Korrektur des Quadraturkomponentenfehlers, dadurch gekennzeichnet, daß die Korrektur mit kleinerer Zeitkonstante als die Eliminierung erfolgt.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

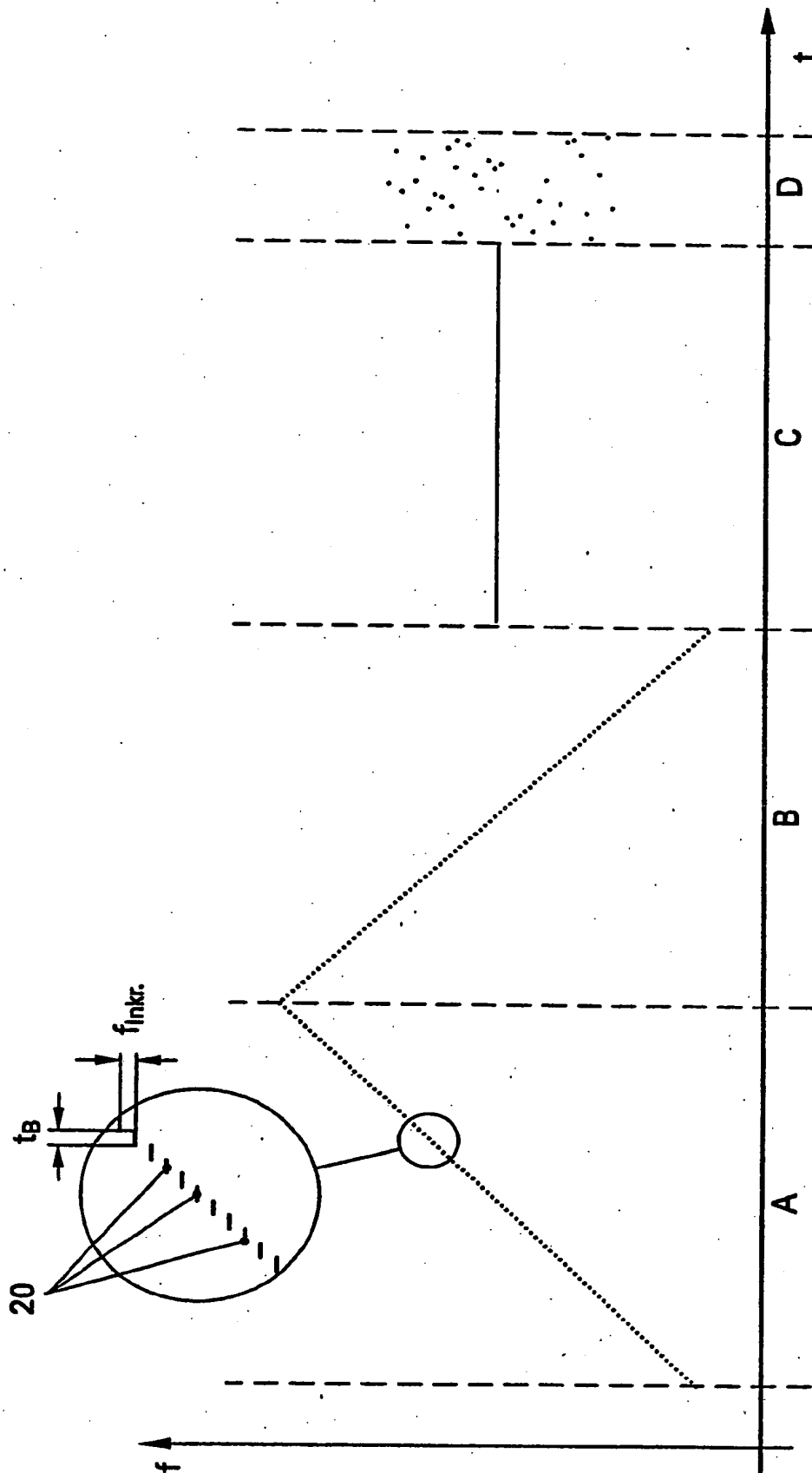


FIG 2



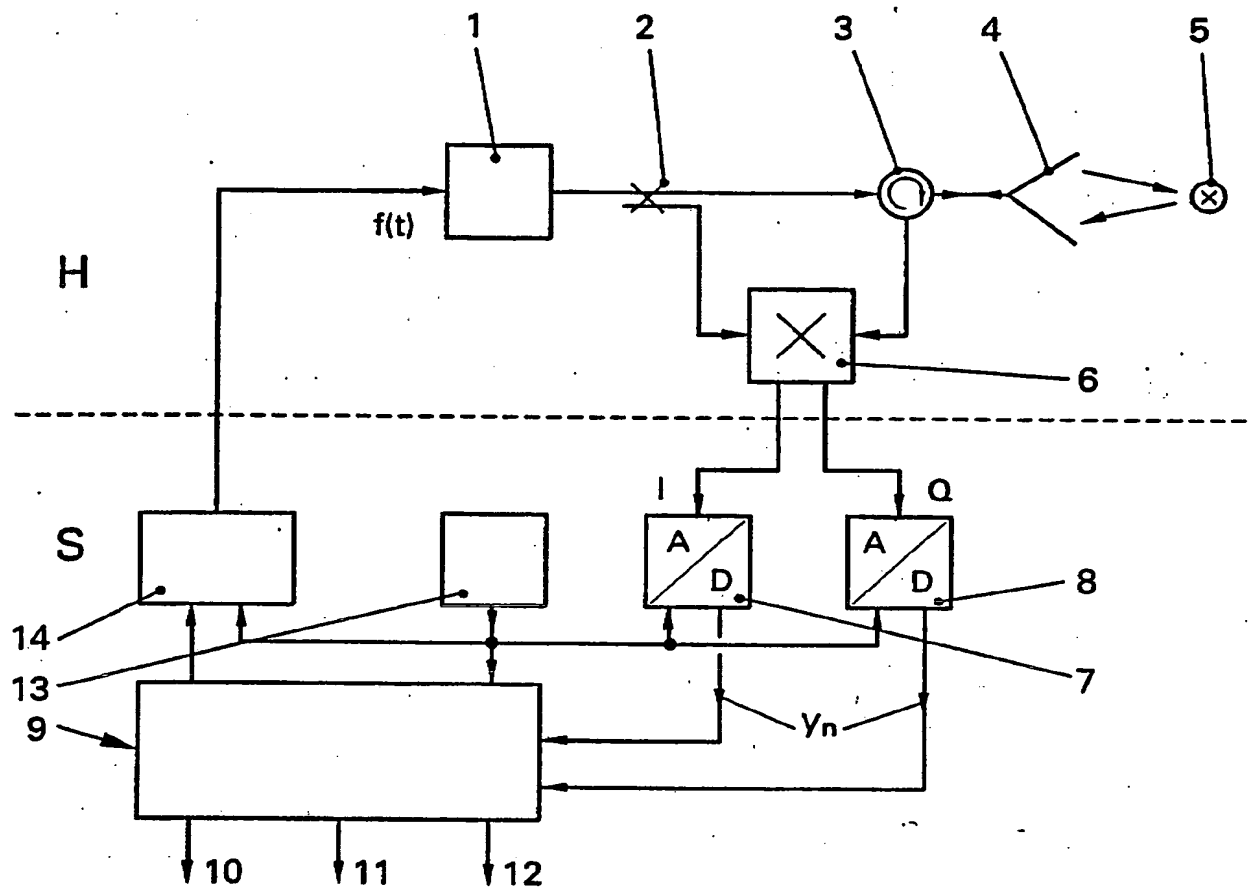


FIG 1

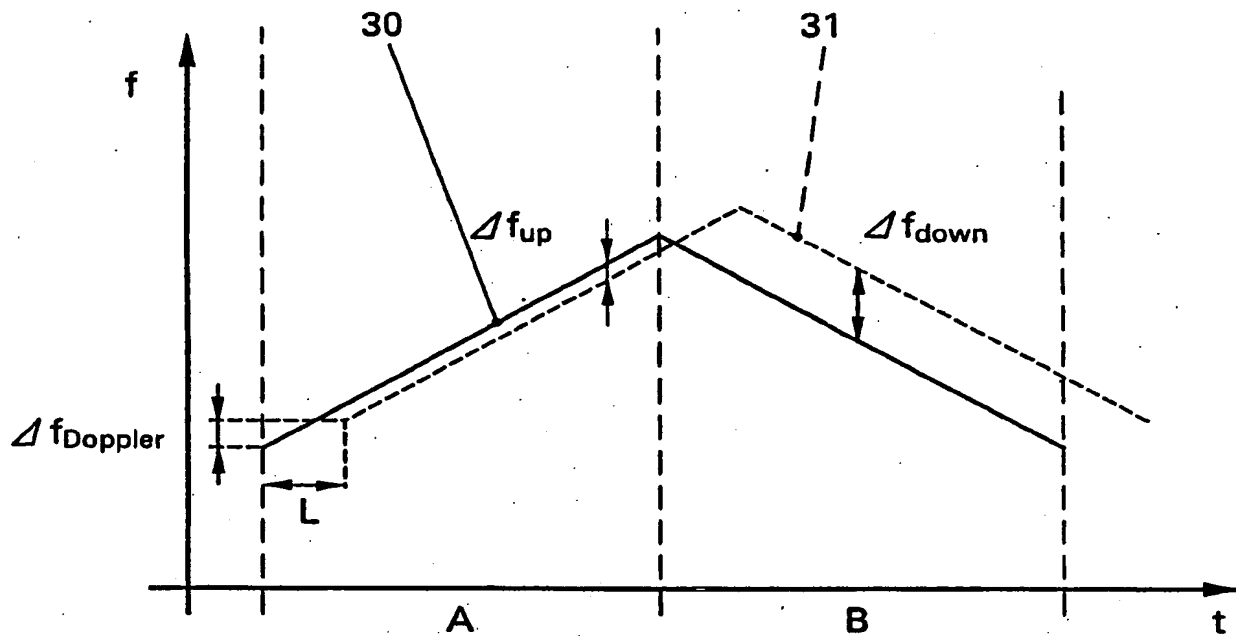


FIG 3

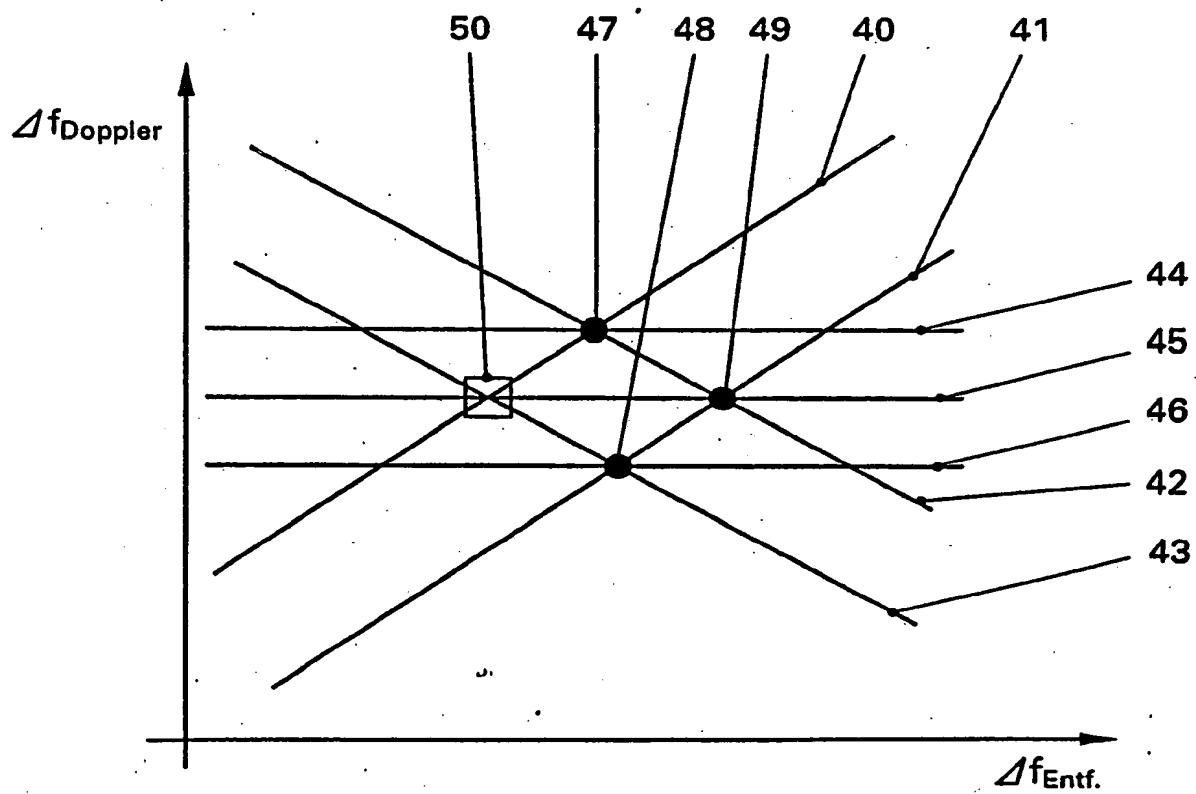


FIG 4

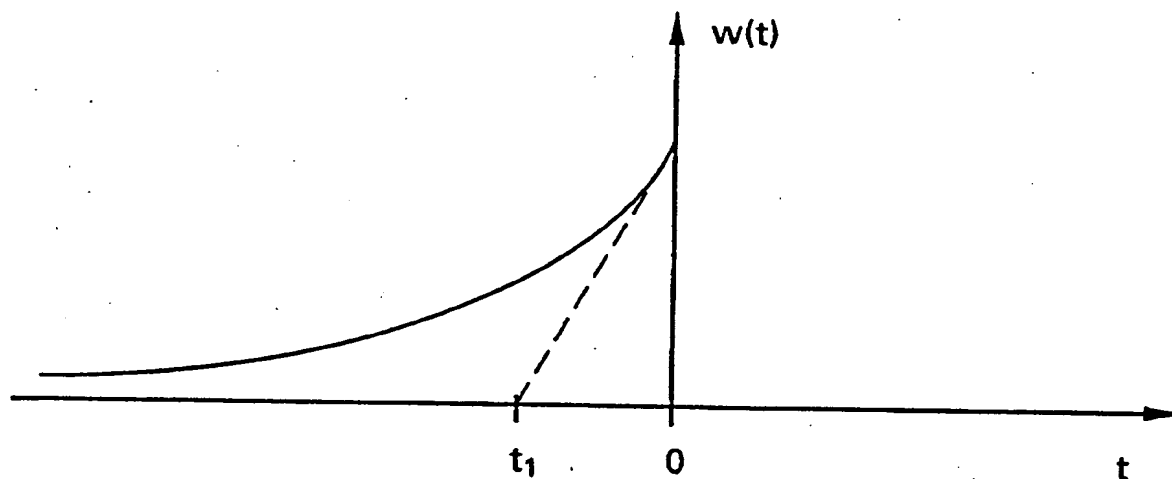


FIG 5

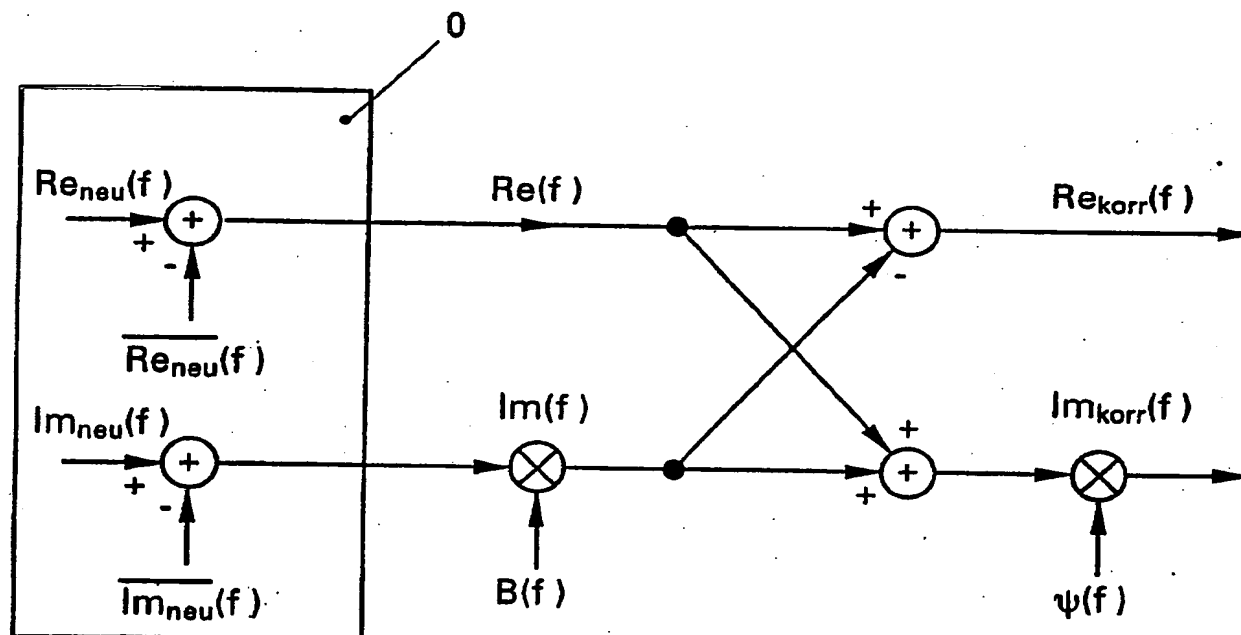


FIG 6

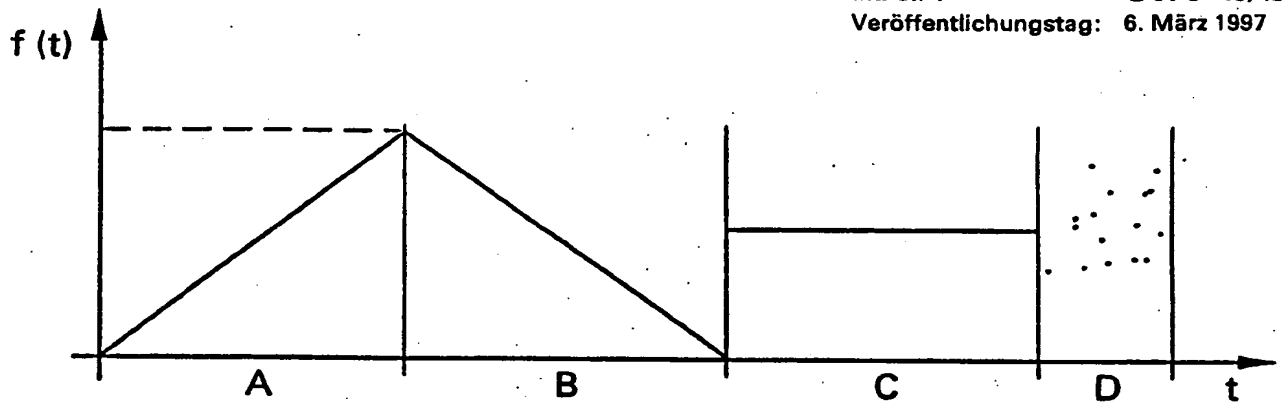


FIG 7

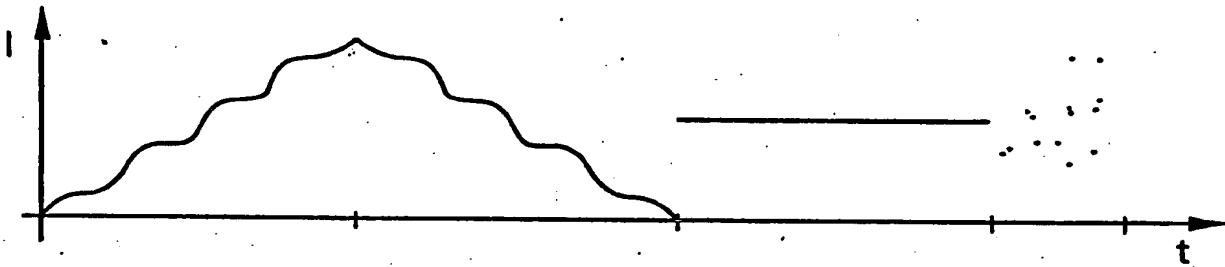


FIG 8

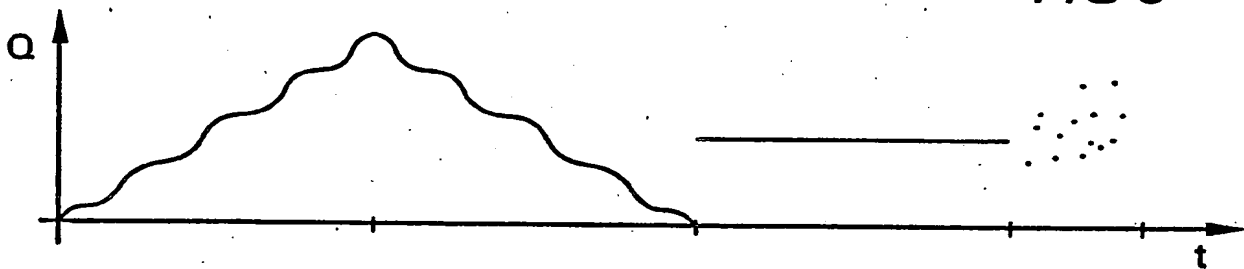


FIG 9

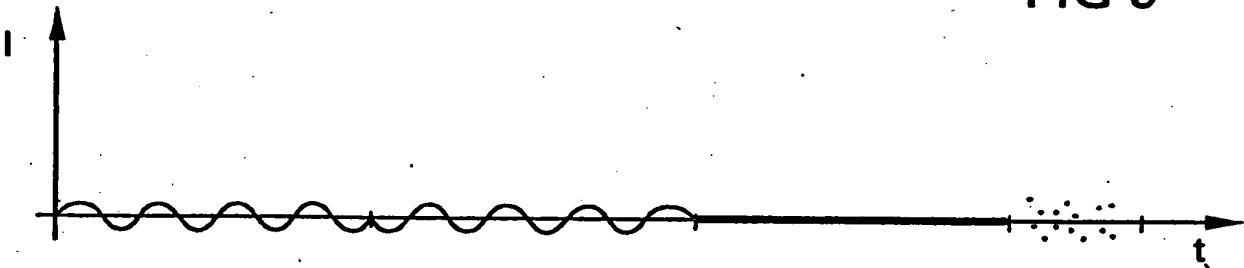


FIG 10

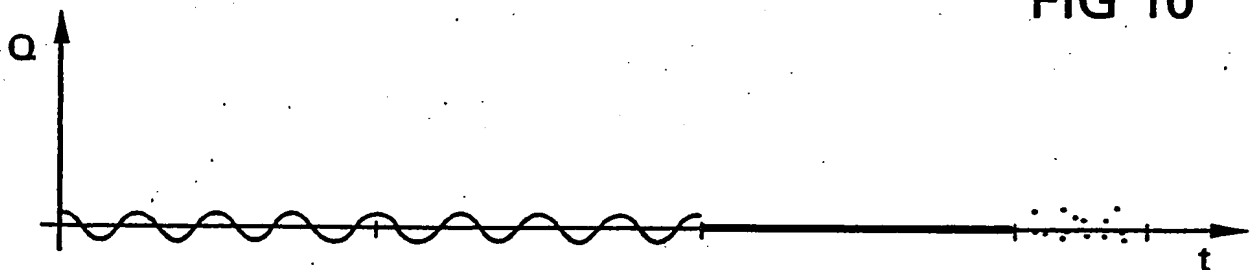


FIG 11

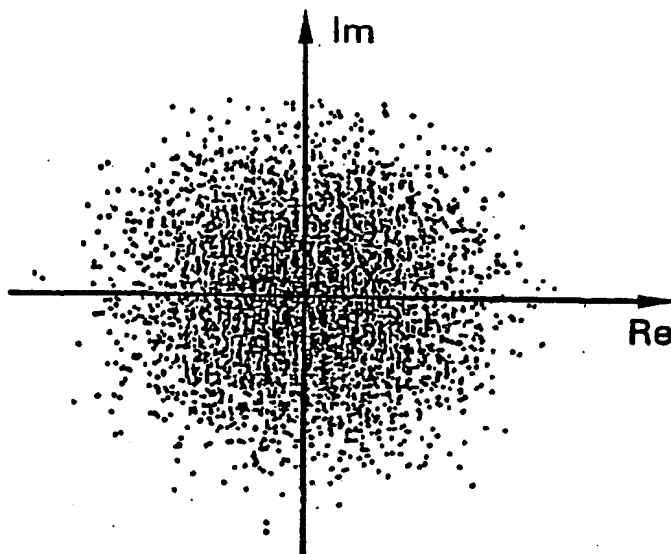


FIG 12

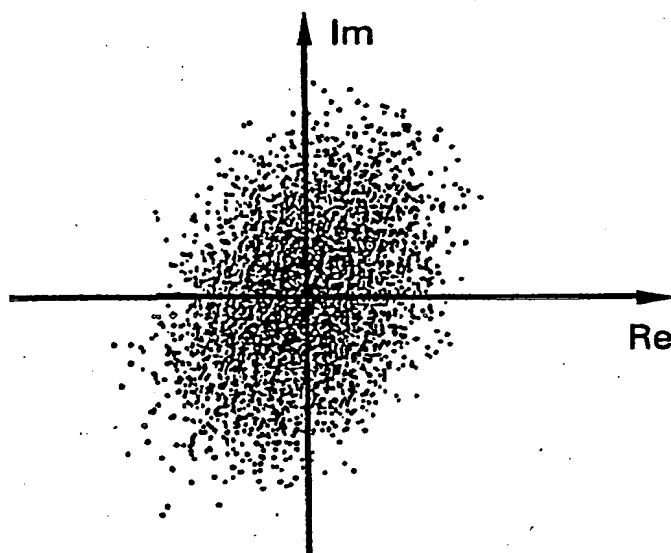


FIG 13

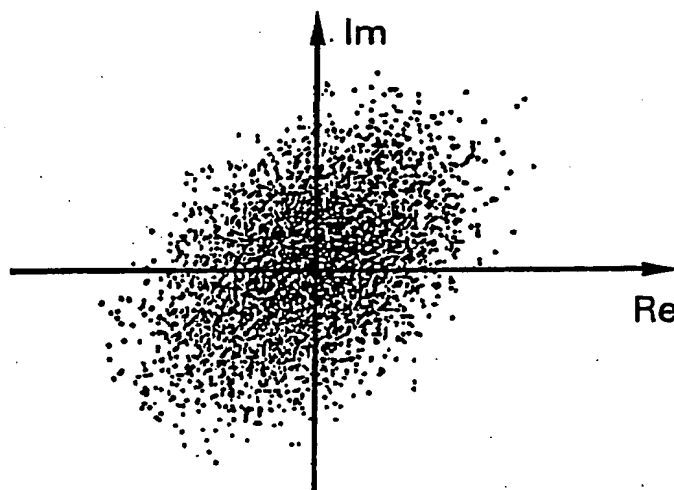


FIG 14

BEST AVAILABLE COPY